

# Circuitos Equivalentes en Bandas Milimétricas

Luis A. Tejedor Álvarez<sup>(1)</sup>, Pablo Almorox González<sup>(1)</sup>, José I. Alonso<sup>(1)</sup>,  
Daniel Amor Martín<sup>(2)</sup>, Jorge González Martín<sup>(2)</sup>.

luistejedor@yahoo.es, almorox@gmr.ssr.upm.es, ignacio@gmr.ssr.upm.es, jgomartin@indra.es, damor@indra.es.

<sup>(1)</sup>Dpto. de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones . Universidad Politécnica de Madrid.  
Ciudad Universitaria s/n, 28040 - Madrid.

<sup>(2)</sup> INDRA SISTEMAS S.A. Carretera de Loeches, 9 28850 - Torrejón de Ardoz, Madrid.

**Abstract**—The use of ideal equivalent circuits which represent the electrical response of a physical device is a very common practice in microwave and millimeter wave circuit design. However, these equivalent circuit models only get accurate results in a certain frequency range. In this document, some basic devices have been analyzed, with several equivalent circuit models for each one. Physical devices have been manufactured and measured, and measurements have been compared with the responses obtained from the equivalent models. From this comparison, it's possible to see what equivalent models are more advisable in each case and which are their limitations.

## I. INTRODUCCIÓN

Representar el comportamiento eléctrico de un componente físico mediante un circuito equivalente es una práctica habitual en el diseño de circuitos de microondas. De hecho, todos los simuladores circuitales utilizan modelos de circuitos equivalentes para representar los diversos elementos del circuito real (elementos en microstrip, dispositivos concentrados con parásitos, etc.) y realizar así las simulaciones de manera sencilla. Además, el conocimiento del modelo de circuito equivalente da al diseñador una idea intuitiva de como funciona físicamente el dispositivo real representado. Esto puede ser muy útil de cara a la optimización de los diseños con elementos distribuidos, por ejemplo en microstrip.

Sin embargo, la mayoría de los circuitos equivalentes utilizados habitualmente [1] son válidos sólo en un margen de frecuencias limitado. Si se supera ese margen, los modelos pueden no ser capaces de predecir la respuesta real, lo que cuestiona la validez de las simulaciones basadas en ellos.

Se han analizado varios elementos circuitales básicos y sus correspondientes circuitos equivalentes propuestos en la literatura. Se han construido y medido hasta 50 GHz, y se han comparado las respuestas medidas con las previstas por los circuitos equivalentes. Esto servirá para ver hasta qué frecuencia son válidos y comprobar si es conveniente o no utilizar modelos equivalentes más complicados.

## II. LÍNEA MICROSTRIP

La línea microstrip ha sido estudiada desde hace mucho tiempo [2] [3] [4] y se dispone de modelos de dispersión que permiten calcular la variación con la frecuencia de la  $Z_0$  y la  $\epsilon_{eff}$ . Estos modelos están programados en la mayoría de los simuladores lineales y no suelen mostrar grandes discrepancias respecto a los resultados medidos.

Por eso, en el estudio realizado, al conjunto formado por línea microstrip-elemento circuital-línea microstrip se le han buscado circuitos equivalentes formados por modelo de línea microstrip-modelo equivalente propuesto-modelo de línea microstrip. De aquí en adelante se omitirá este detalle.

## III. CONECTOR Y TRANSICIÓN A MICROSTRIP

Para realizar las medidas de los elementos circuitales, se han montado dentro de una caja con conectores de 2.4 mm, tal como se muestra en la figura 1.

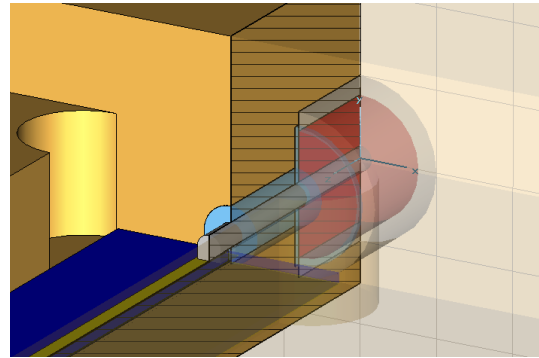


Fig. 1. Vista del conector y la transición a microstrip

El conector de 2.4 mm y la transición a línea microstrip se han modelado mediante el circuito equivalente de la figura 2. El conector es una perla formada por dos coaxiales de 50Ω. La discontinuidad entre ellos se modela mediante un condensador [1]. Se ha introducido un tercer coaxial eléctricamente corto entre ellos que mejora el efecto de esta discontinuidad.

La transición a línea microstrip se modela mediante una red  $\pi$  formada por: un condensador paralelo, que representa el final de la pista; una bobina serie, que representa la longitud del conector sobre la pista microstrip; y, un condensador paralelo, que representa el final del conector.

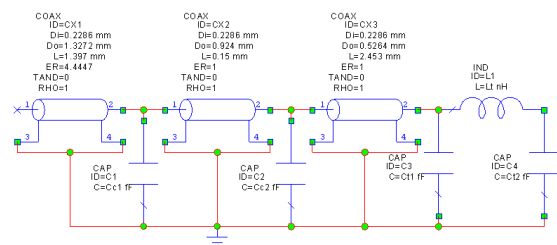


Fig. 2. Esquema del circuito equivalente para el conector y la transición a microstrip

En la figura 3 se muestra la comparación entre la respuesta de proporcionada por el circuito equivalente y la respuesta medida para el conector y la transición a línea microstrip.

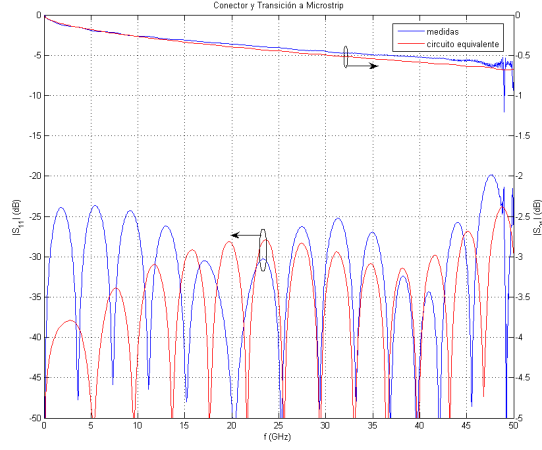


Fig. 3.  $|S_{11}|$  y  $|S_{21}|$  medidos y previstos del conector y la transición a microstrip

#### IV. TALADRO METALIZADO

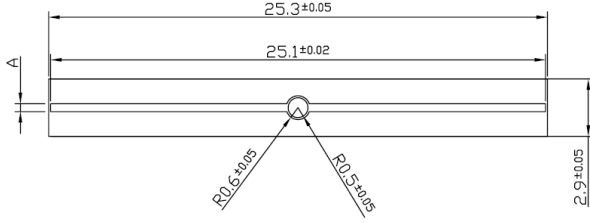


Fig. 4. Taladro metalizado construido en Duroid de 0.127 mm de grosor

El siguiente de los elementos circuitales caracterizados ha sido un taladro metalizado 4. Se han analizado taladros en sustrato alúmina de 0.254 mm de grosor y en Duroid de 0.127 mm. El circuito equivalente para su modelado propuesto en [5] consiste en una inductancia a masa, cuyo valor aumenta con la longitud del taladro y disminuye con el diámetro del mismo según la ecuación 1

$$L_{via} = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \left[ h \cdot \ln\left(\frac{h + \sqrt{r^2 + h^2}}{r}\right) + \frac{3}{2} \cdot \left(r - \sqrt{r^2 + h^2}\right) \right] \quad (1)$$

Siendo  $h$  el espesor del sustrato y  $r$  el radio del taladro.

Al subir en frecuencia, aparecen efectos parásitos debidos a la capacidad entre la corona y el plano de masa y a la variación de la anchura de la línea. En [6] se propone el siguiente circuito equivalente:

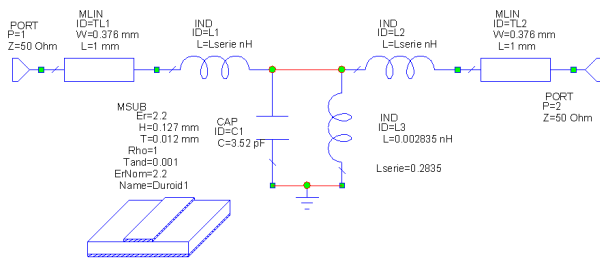


Fig. 5. Circuito equivalente propuesto en [6] para el taladro metalizado

En las figuras 6 y 7 se muestra la comparación entre los 2 modelos de circuito equivalente y las medidas realizadas

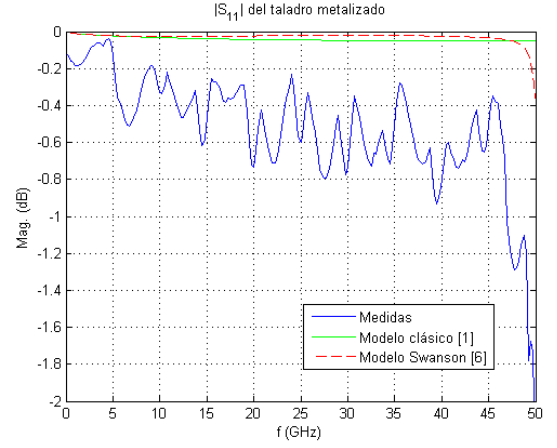


Fig. 6.  $|S_{11}|$  medido y previsto por los circuitos equivalentes

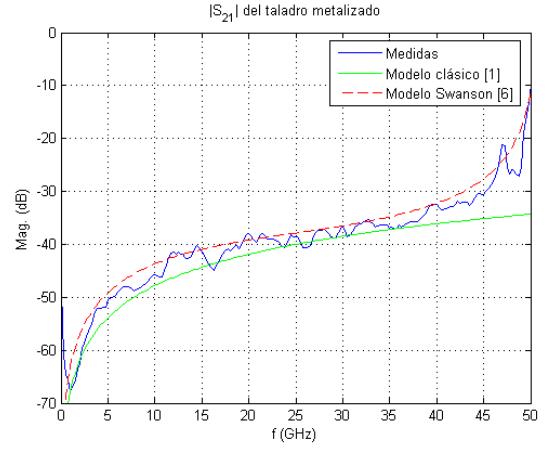


Fig. 7.  $|S_{21}|$  medido y previsto por los circuitos equivalentes

Hasta 40 GHz los 2 modelos prevén respuestas bastante parecidas a las medidas. Sin embargo, a partir de esta frecuencia sólo el modelo de Swanson [6] es capaz de prever la brusca caída de la reflexión y el crecimiento del  $|S_{21}|$ .

#### V. GAP

El siguiente elemento circuital analizado es un sencillo gap de 100  $\mu\text{m}$  en una línea microstrip de 50  $\Omega$  en sustrato Duroid ( $\epsilon_r = 2.2$ ,  $h = 0.127\text{mm}$ ).

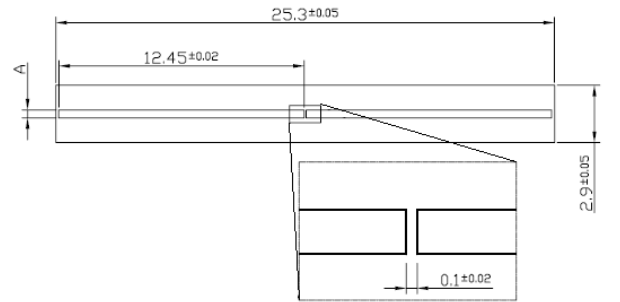


Fig. 8. Plano del gap construido

El modelo tradicional de circuito equivalente del gap [1] consiste en 3 condensadores en  $\pi$  que representan las capacidades entre el final de las líneas y el plano de masa y la capacidad que aparece entre las 2 líneas. Al subir a frecuencias de milimétricas algunos efectos de segundo orden pasan a ser apreciables. En [7] se propone añadir una resistencia en paralelo con el condensador serie que represente las pérdidas por radiación en el gap.

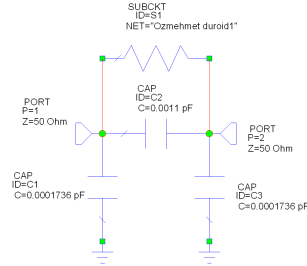


Fig. 9. Circuito equivalente clásico del gap, con la resistencia de radiación propuesta por Ozmehmet

Un modelo más complejo es el propuesto por Alexopoulos [8], que añade muchos más elementos para conseguir representar todos los efectos parásitos:

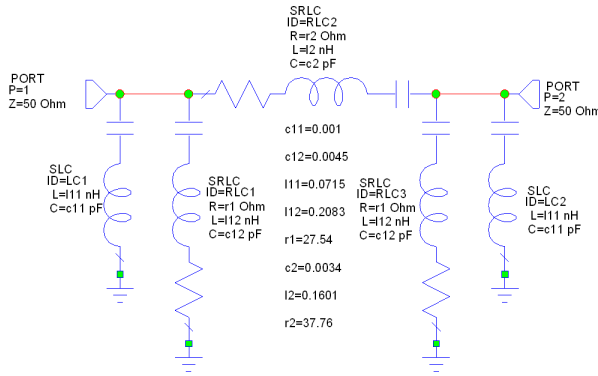


Fig. 10. Circuito equivalente del gap propuesto por Alexopoulos

A continuación se comparan las respuestas previstas por cada modelo y las medidas realizadas:

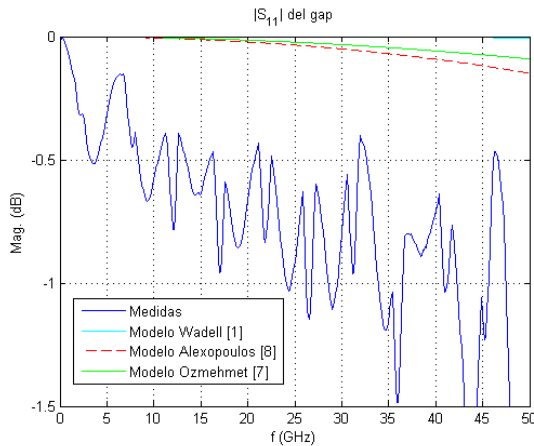


Fig. 11.  $|S_{11}|$  medido y previsto por los circuitos equivalentes

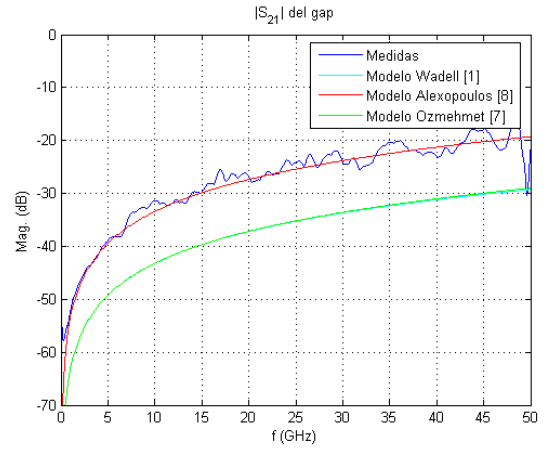


Fig. 12.  $|S_{21}|$  medido y previsto por los circuitos equivalentes

Ninguno de los modelos consigue acercarse mucho al  $|S_{11}|$ , si bien es cierto que el que más se aproxima es el modelo de Alexopoulos. En cuanto al  $|S_{21}|$ , el modelo de condensadores en  $\pi$ , con o sin resistencia de radiación, subestima la cantidad de potencia que es capaz de atravesar el gap, mientras que el modelo de Alexopoulos consigue una muy buena aproximación a la respuesta medida.

## VI. CONDENSADOR

También se ha construido y medido un condensador Dilabs tipo Milli-Cap de 82 pF, capaz de trabajar sin resonancias al menos hasta 40 GHz.

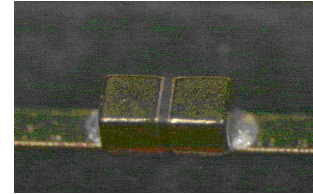


Fig. 13. Foto del condensador montado

En este caso, como la capacidad nominal del condensador es bastante grande, es de esperar que el efecto capacitivo sea el dominante, por encima de otros efectos parásitos. Así, el circuito equivalente más sencillo sería el de la figura 14:

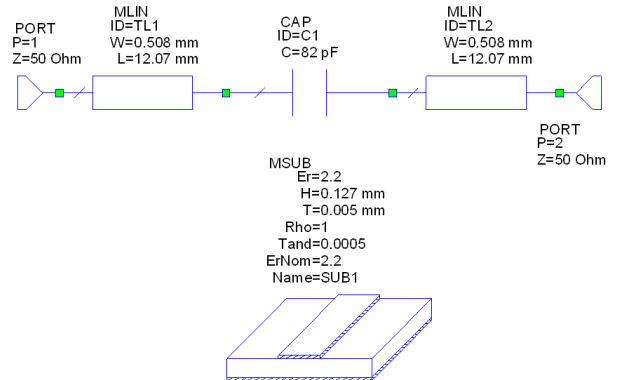


Fig. 14. Circuito equivalente del condensador con una capacidad ideal

Pensando en el circuito, puede intuirse que van a aparecer capacidades parásitas entre las isletas de soldadura del condensador y el plano de masa, así como entre los tacos metálicos del condensador y las paredes metálicas de la caja.

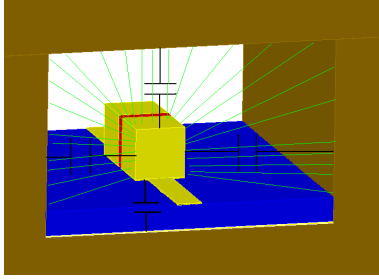


Fig. 15. Capacidades parásitas en el montaje del condensador

Uniendo las diferentes capacidades parásitas se obtendría el siguiente circuito equivalente en  $\pi$ :

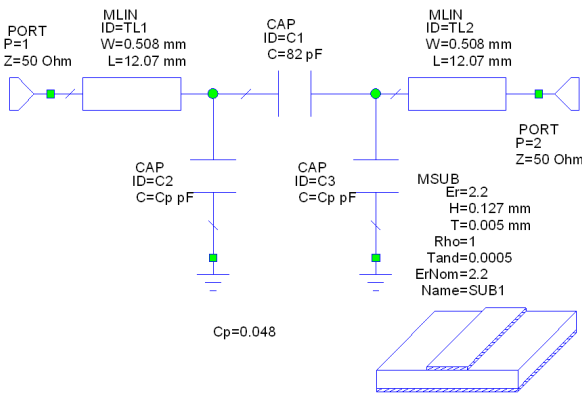


Fig. 16. Circuito equivalente del condensador con 3 capacidades en  $\pi$ .

Las respuestas previstas por los circuitos equivalentes y las medidas (figuras 17 y 18) muestran que el circuito simple, con sólo una capacidad ideal consigue aproximarse bastante a la respuesta medida, con lo cual no estaría justificado complicar el modelo.

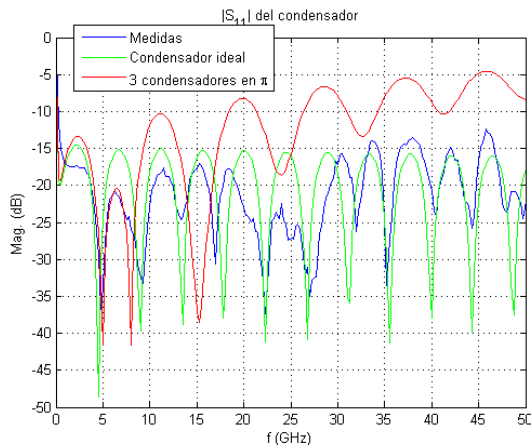


Fig. 17.  $|S_{11}|$  medido y previsto por los circuitos equivalentes

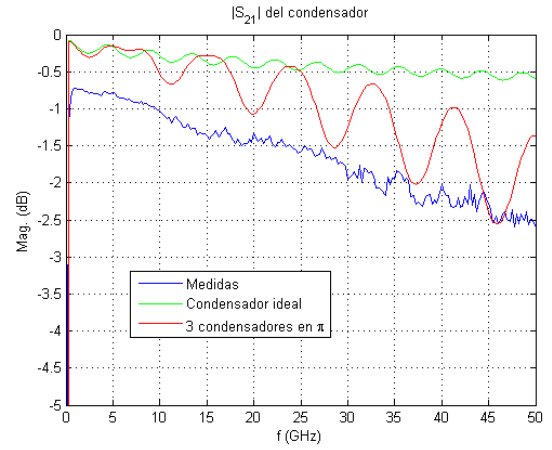


Fig. 18.  $|S_{21}|$  medido y previsto por los circuitos equivalentes

el funcionamiento de ciertos elementos dejan de ofrecer una respuesta parecida a la del elemento representado. Por lo tanto, si se quiere trabajar a estas frecuencias, es necesario encontrar nuevos modelos que sean capaces de prever la respuesta real y representen correctamente la realidad física.

#### AGRADECIMIENTOS

Este proyecto ha sido realizado gracias a la financiación del proyecto P050935-556 de INDRA SISTEMAS S.A., al proyecto TEC2005-07010-C02-01 del Ministerio de Ciencia y Tecnología.

#### REFERENCES

- [1] Brian C. Wadell. *Transmission Line Design Handbook*. Artech House. 1991.
- [2] W. J. Getsinger *Microstrip Dispersion Model* IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-21, No.1, January 1973
- [3] Hammerstad and Jensen *Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design*, IEEE, MTT international Microwave Symposium, 1980
- [4] P. Pramanick and P. Bhartia *An Accurate Description of Dispersion in Microstrip*, Microwave Journal, December 1983
- [5] Goldfarb M, Pucel R. *Modeling Via Hole Grounds in Microstrip*. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.1 No.6 pp 135-137, 1991
- [6] Daniel G. Swanson Jr., Wolfgang J.R. Hoefer *Microwave Circuit Modeling Using Electromagnetic Simulation*. Artech House cap. 12 pag. 260
- [7] Ozmehmet K. *New Frequency Dependent Equivalent Circuit for Gap Discontinuities of Microstriplines*. IEEE Preceedings Vol.134; Pt. H. No.3 pp 333-335, June 1987;
- [8] Nicolaos G. Alexopoulos and Shih-Chang Wu *Frequency Independent Equivalent Circuit Model for Microstrip Open-End and Gap Discontinuities*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol.42 No.7, July 1994
- [9] U.S. Department of Commerce, Circular of the National Bureau of Standards C74, Radio Instruments and Measurements *Calculation of inductance*. Jan 1 1937
- [10] Grover F.W. *Inductance Calculations*. Van Nostrand, Princeton NJ, 1946
- [11] Caulton M. *Hybrid Integrated Lumped-Element Microwave Amplifiers*. IEEE Trans on Electron Devices Vol ED-15 pp 81-87, July 1968
- [12] Benedek P., Silvester P. *Equivalent Capacitances for Microstrip Gaps and Steps*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol.MTT-20 No.11 pps. 81-87, November 1972
- [13] Garg, Ramesh, and I.J. Bahl *Microstrip Discontinuities*. Internal Journal of Electronics vol.45; No.1 pps.81-87, 1978

#### VII. CONCLUSIONES

Al trabajar en frecuencias de milimétricas, algunos circuitos equivalentes ampliamente extendidos para representar